

**DATA REPRODUCING DEVICE**

Patent Number: JP11120702  
Publication date: 1999-04-30  
Inventor(s): OKUMURA TETSUYA; FUJI HIROSHI; FUJIWARA TSUNEO  
Applicant(s): SHARP CORP  
Requested Patent: ☐ JP11120702  
Application Number: JP19970282315 19971015  
Priority Number(s):  
IPC Classification: G11B20/10; G11B20/14; G11B20/18; G11B20/18; G11B20/18; H03M13/12; H04L25/497  
EC Classification:  
Equivalents:

---

**Abstract**

---

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a data reproducing device capable of obtaining decoding data of a satisfied error rate by a PRML(partial response maximum likelihood) detecting system and simultaneously capable of accurately detecting the data by extracting the lost low range component from binarization data obtained as the output of a viterbi decoder and feeding it back to a reproduced signal.

**SOLUTION:** The signal extracted by an LPF circuit 10 from the feedback data D1 outputted from the viterbi decoder 8 is added to the reproduced signal, the low range component of which is cut by an HPF(high pass filter) circuit 4, and this signal is decoded by the viterbi decoder 8 to output the decoded data D2 and the feedback data D1. Then, the path length for outputting the feedback data D1 is set to be shorter than the path length for outputting the decoded data D2.

---

Data supplied from the [esp@cenet](mailto:esp@cenet) database - I2



(11)特許出願公開番号

特開平11-120702

(43)公開日 平成11年(1999)4月30日

(51)Int.Cl. <sup>a</sup>	識別記号	F I	
G 1 1 B 20/10	3 2 1	G 1 1 B 20/10	3 2 1 A
20/14	3 4 1	20/14	3 4 1 B
20/18	5 3 4	20/18	5 3 4 A
	5 7 0		5 7 0 F
	5 7 2		5 7 2 C

審査請求 未請求 請求項の数4 OL (全 13 頁) 最終頁に続く

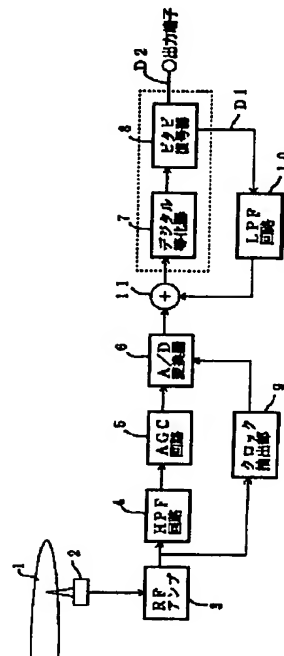
(21)出願番号	特願平9-282315	(71)出願人	000005049 シャープ株式会社 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号
(22)出願日	平成9年(1997)10月15日	(72)発明者	奥村 哲也 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ ャープ株式会社内
		(72)発明者	藤 寛 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ ャープ株式会社内
		(72)発明者	藤原 恒夫 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ ャープ株式会社内
		(74)代理人	弁理士 原 謙三

(54) 【発明の名称】 データ再生装置

(57) 【要約】

【課題】 PRML検出方式によって良好なエラーレートの復号データを得ると同時に、ビタビ復号器の出力として得られる二値化データから、失われた低域成分を抽出して再生信号に帰還して正確にデータ検出することができるデータ再生装置を提供する。

【解決手段】 HPF回路4により低域成分がカットされた再生信号に、ビタビ復号器8から出力される帰還用データD1からLPF回路10によって抽出される信号を加算し、これをビタビ復号器8で復号して、復号データD2および帰還用データD1を出力する。上記帰還用データD1を出力するパス長は、上記復号データD2を出力するパス長よりも短く設定される。



1

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】PRML方式により、再生信号をパースシャルレスポンス波形等化した後、ビタビ復号によって最尤復号するデータ再生装置において、

再生信号の低域成分をカットする第1のフィルタ手段と、

上記第1のフィルタ手段とは逆の周波数特性を有し、ビタビ復号手段から出力される帰還用データから、上記第1のフィルタ手段によりカットされた再生信号の低域成分を抽出する第2のフィルタ手段と、

上記第1のフィルタ手段より出力される信号と、第2のフィルタ手段より出力される信号とを加算して得られる信号をビタビ復号すると共に、復号データと帰還用データとを出力するビタビ復号手段とを備え、

上記ビタビ復号手段は、復号データを出力するパス長より短いパス長で帰還用データを出力することを特徴とするデータ再生装置。

【請求項2】上記ビタビ復号手段から上記帰還用データを出力するパス長を上記再生信号の符号化方式に応じて変化させるパス長制御手段を備えていることを特徴とする請求項1記載のデータ再生装置。

【請求項3】上記復号データのDSV(Digital Sum Variation)値を逐次求め、該DSV値が予め設定された所定値を超えた時に、これを検出するDSV計数手段と、上記第2のフィルタ手段の出力信号量を制御する信号量制御手段とを備え、

上記信号量制御手段は、上記DSV計数手段がDSV値が所定値を超えたことを検出した時点で、第2のフィルタ手段の出力信号量を変化させることを特徴とする請求項1または2記載のデータ再生装置。

【請求項4】上記復号データが符号化方式のパターンに合致しているかを逐次監視し、該復号データが符号化方式のパターンに合致しなかった時に、これを検出する符号パターン監視手段と、

上記第2のフィルタ手段の出力信号量を制御する信号量制御手段とを備え、

上記信号量制御手段は、上記符号パターン監視手段が復号データが符号化方式のパターンに合致しなかったことを検出した時点で、第2のフィルタ手段の出力信号量を変化させることを特徴とする請求項1または2記載のデータ再生装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、再生信号をパースシャルレスポンス波形等化した後、ビタビ復号によって最尤復号するPRML方式のデータ再生装置に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】従来、光ディスク等に記録されたデジタルデータを再生するデータ再生装置において、高密度記

2

録されたデータのデータ誤り率を小さくするために、再生信号にパースシャルレスポンス等化を施し、ビタビ復号により最尤復号するPRML(Partial Response Maximum Likelihood)検出方式が提案されており、雑誌『日経エレクトロニクス』(1994年1月17日 No. 599 P. 71~97)でも紹介されている。例えば、特開平6-243598号公報に示されているように、光ディスクからの再生信号をPR(1, 2, 1)特性に等化し、ビタビ復号器によって最も確からしいデータに復号するものである。

【0003】図15は上記データ再生装置を説明する図である。上記データ再生装置は、光ディスク51に記録されたデジタルデータを光ヘッド52で読み取り、そのアナログ再生信号をRFアンプ53に与え、ここで増幅した後、RFアンプ53の出力のDCオフセット成分をカットするHPF(High Pass Filter)回路54に通す。HPF回路54の出力信号は、光ディスクの反射率変動等による振幅変動を除去するAGC(Auto Gain Control)回路55に通され、AGC回路55の出力信号は、A/D(Analog/Digital)変換器56によりアナログ信号からデジタル信号に変換される。A/D変換器56の出力信号は、デジタル等化器57でPR(1, 2, 1)特性に等化され、ビタビ復号器58はその出力信号をもとにビタビ復号して二値化データを出力する。また、RFアンプ53により増幅された再生信号は、PLL(Phase Locked Loop)回路などにより構成されたクロック抽出部59に入力され、該再生信号に位相同期したビット周期のクロック信号がクロック抽出部59より出力される。該クロック信号はA/D変換器56に入力され、AGC回路55の出力信号は、このタイミングでアナログ信号からデジタル信号に変換される。

【0004】こうしてPRML検出方式によって復号された2値化データは、従来の2値検出方式よりも良好なエラーレートを示すことが分かっている。更にPRML検出方式は、光ビームのフォーカスオフセットやディスクのチルト、再生信号のアシンメトリなどの変化に対して緩やかなエラーレート依存性を持つ、すなわち各再生条件の悪化に対するエラーレートの悪化率が、従来の2値検出方式に比べて緩やかであることも分かっている。

【0005】しかし、上記PRML検出方式では、AGC回路55でアナログ信号の信号振幅を一定にする時に、アナログ再生信号のオフセット信号(光学的オフセット、電氣的オフセット等)でAGCが行われなようにするために、アナログ再生信号の低域成分を除去するHPF回路54が必要である。そのため、予めディスクに記録してあるデータに低域成分が含まれていると、HPF回路54でデータの低域成分までもが除去されてしまい、正確な信号検出ができなくなってしまう。特に、記録データの符号化方式として非DCフリー符号である(1, 7)RLL符号などを用いると、エラーが増加す

るという問題が発生する。

【0006】従来の2値検出方式においては、このようにデータの低域成分が除去されてしまうという問題に対する解決法の一つとして量子化帰還法と呼ばれる手法が提案されており、この方法は例えば特開昭60-68748号公報に開示されている。

【0007】この量子化帰還法の原理をPRML検出に適用したデータ再生装置は、ビタビ復号器58から出力される2値化データを帰還するために図16に示すような構成を有する。すなわち、上記データ再生装置において、光ディスク51、光ヘッド52、RFアンプ53、HPF回路54、AGC回路55、A/D変換器56、デジタル等化器57、ビタビ復号器58、およびクロック抽出部59は、通常のPRML検出方式のデータ再生装置と同様の機能を持つ。そして、上記データ再生装置はこれに加えて、HPF回路54と逆の周波数特性を持つデジタルLPF (Low Pass Filter)回路60と、デジタルLPF回路60の出力とA/D変換器56の出力とを加算する加算器61とを備えている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】ところが、上記従来の構成では、以下に述べるような問題が生じる。

【0009】まず、上記データ再生装置の動作について説明する。尚、上記データ再生装置は、図17(a)に示すような記録パターン(時刻t10までは“111000”の繰り返しパターン、時刻t10以降は“1110”の繰り返しパターン)の再生信号を再生するものとする。

【0010】図17(a)に示す再生信号をHPF回路54に通して高域濾波すると、図17(b)に示すような、時刻t10以降で記録パターンを持つ低域成分が失われた信号となる。この場合、時刻t10以降でビタビ復号における期待値と実測サンプル値が合わなくなるので、このままでは正常にビタビ復号を行うことができないのは、既に説明した通りである。

【0011】そこで、上記データ再生装置は、ビタビ復号器58の復号データから低域成分を取り出して再生信号に帰還しているが、該復号データは一定サンプル遅れて出力されるので、再生信号に加算される帰還信号も一定時間遅れたものになる。すなわち、加算器61で加算されてPRML検出系(デジタル等化器57とビタビ復号器58)に入力される信号は、再生信号の失われた低域成分を適切に補償した信号にはならず、正確なビタビ復調ができなくなり、そのために帰還信号も異常になる。更に、その異常な帰還信号で補償された再生信号も異常になってエラーが伝搬していく帰還異常状態に陥ってしまう。

【0012】図17(c)ないし図17(e)はそれぞれ、帰還信号、PRML検出系に入力される信号、および復号パターンを示している。帰還信号はt10から一

定時間遅れたt11から増加し始めるため、失われた低域成分はt11まで補償されず、該帰還信号も実際に必要なレベルより小さいものとなっている。その結果、例えばPRML検出系に入力される信号もマイナス側へ誤ってシフトし、“1110”の繰り返しパターンが“1100”の繰り返しパターンとなる復号エラーを起こしており、最終的に帰還信号は0になっている。

【0013】このような問題を解決するためには、ビタビ復号器58からデータを出力するパス長を短くすればよいが、上記で述べたように、パス長を短くすると復号データのエラーレートが悪くなってしまうという問題がある。

【0014】又、再生信号の振幅変動などの外乱をきっかけとして帰還異常状態に陥ると、帰還信号が異常状態で安定してバーストエラーを引き起こす危険性があるという問題も生じる。

【0015】本発明は、上記の問題点を解決するためになされたもので、その目的は、PRML検出方式によって良好なエラーレートの復号データを得ると同時に、ビタビ復号器の出力として得られる2値化データから、失われた低域成分を抽出して再生信号に帰還して正確にデータ検出することができるデータ再生装置を提供することにある。

【0016】

【課題を解決するための手段】請求項1のデータ再生装置は、PRML方式により、再生信号をパルスレスポンス波形等化した後、ビタビ復号によって最尤復号するものであり、上記の課題を解決するために、再生信号の低域成分をカットする第1のフィルタ手段と、上記第1のフィルタ手段とは逆の周波数特性を有し、ビタビ復号手段から出力される帰還用データから、上記第1のフィルタ手段によりカットされた再生信号の低域成分を抽出する第2のフィルタ手段と、上記第1のフィルタ手段より出力される信号と、第2のフィルタ手段より出力される信号とを加算して得られる信号をビタビ復号すると共に、復号データと帰還用データとを出力するビタビ復号手段とを備え、上記ビタビ復号手段は、復号データを出力するパス長より短いパス長で帰還用データを出力することを特徴としている。

【0017】上記の構成によれば、記録媒体(例えば、光ディスク)より読み取られる再生信号は、アンプで増幅された際のDCオフセット成分をカットするために第1のフィルタ手段により低域成分がカットされる。このとき、上記再生信号のデータに低域成分が含まれていると、これも同時にカットされるため、第2のフィルタ手段によりビタビ復号手段から出力される帰還用データから、上記第1のフィルタ手段によりカットされた再生信号の低域成分を抽出し、これを上記第1のフィルタ手段より出力される信号に加算する。上記ビタビ復号手段は、上記第1のフィルタ手段より出力される信号と、第

5

2のフィルタ手段より出力される信号とを加算して得られる信号をビタビ復号し、得られた復号データと帰還用データとを出力する。この時、上記ビタビ復号手段は、復号データを出力するパス長より短いパス長で帰還用データを出力するため、本来のPRML検出の能力を損なわずに復号データの良好なエラーレートを実現しながら、同時に帰還用データの入力再生信号に対する遅延時間を短くして正確な低減補償を行うことが可能となる。

【0018】請求項2のデータ再生装置は、請求項1の構成に加えて、上記ビタビ復号手段から上記帰還用データを出力するパス長を上記再生信号の符号化方式に応じて変化させるパス長制御手段を備えていることを特徴としている。

【0019】上記の構成により、上記パス長制御手段は、ビタビ復号手段から帰還用データを出力するパス長を、再生信号の符号化方式に応じて変化させるため、各符号化方式に合わせて遅延時間を適切な長さとすることができ、より正確な低減成分の補償をすることができる。

【0020】請求項3のデータ再生装置は、請求項1または2の構成に加えて、上記復号データのDSV値を逐次求め、該DSV値が予め設定された所定値を超えた時に、これを検出するDSV計数手段と、上記第2のフィルタ手段の出力信号量を制御する信号量制御手段とを備え、上記信号量制御手段は、上記DSV計数手段がDSV値が所定値を超えたことを検出した時点で、第2のフィルタ手段の出力信号量を変化させることを特徴としている。

【0021】上記の構成により、上記DSV計数手段により、DSV値が所定値を超えたことが検出されると、上記信号量制御手段は、第2のフィルタ手段の出力信号量を変化させる。これにより、外乱などの原因で帰還信号が異常状態になった場合に、復号データのDSVの変化から該異常状態を検出し、この検出に基づいて、帰還量が歯止めなく大きくなる前に適正な量に戻して異常状態からの復帰を実現することができる。

【0022】請求項4のデータ再生装置は、請求項1または2の構成に加えて、上記復号データが符号化方式のパターンに合致しているかを逐次監視し、該復号データが符号化方式のパターンに合致しなかった時に、これを検出する符号パターン監視手段と、上記第2のフィルタ手段の出力信号量を制御する信号量制御手段とを備え、上記信号量制御手段は、上記符号パターン監視手段が復号データが符号化方式のパターンに合致しなかったことを検出した時点で、第2のフィルタ手段の出力信号量を変化させることを特徴としている。

【0023】上記の構成により、上記符号パターン監視手段により、復号データが符号化方式のパターンに合致しなかったことが検出されると、上記信号量制御手段は、第2のフィルタ手段の出力信号量を変化させる。こ

6

れにより、外乱などの原因で帰還信号が異常状態になった場合に、復号データが符号化方式のパターンに合致しなくなることから該異常状態を検出し、この検出に基づいて、帰還量が歯止めなく大きくなる前に適正な量に戻して異常状態からの復帰を実現することができる。

【0024】

【発明の実施の形態】

(実施の形態1) 本発明の実施の一形態について図1ないし図8に基づいて説明すれば、以下の通りである。

10 【0025】本実施の形態に係るデータ再生装置は、本発明を光ディスクの再生装置に適用した場合を例示したものであり、上記データ再生装置は、図1に示すように、光ディスク1、光ヘッド2、RFアンプ3、第1のフィルタ手段としてのHPF (High Pass Filter) 回路4、AGC (Auto Gain Control) 回路5、A/D (Analog/Digital) 変換器6、デジタル等化器7、ビタビ復号手段としてのビタビ復号器8、クロック抽出部9、第2のフィルタ手段としてのLPF (Low Pass Filter) 回路10、および加算器11から構成される。

20 【0026】上記構成のデータ再生装置は、光ディスク1に記録されたデジタルデータを光ヘッド2で読み取り、そのアナログ再生信号をRFアンプ3に与え、ここで増幅した後、RFアンプ3の出力のDCオフセット成分をカットするHPF回路4に通す。HPF回路4の出力信号は、光ディスクの反射率変動等による振幅変動を除去するAGC回路5に通され、AGC回路5の出力信号は、A/D変換器6によりアナログ信号からデジタル信号に変換される。A/D変換器6の出力信号は、デジタル等化器7でPR (1, 2, 1) 特性に等化され、デ  
30 ジタル等化器7の出力信号はビタビ復号器8でビタビ復号され二値化データとして出力される。

【0027】また、RFアンプ3により増幅された再生信号は、PLL (Phase Locked Loop) 回路などにより構成されたクロック抽出部9にも入力され、該再生信号に位相同期したビット周期のクロック信号が出力される。該クロック信号はA/D変換器6に入力され、該A/D変換器6はこのタイミングでアナログ信号からデジタル信号への変換を行なう。

40 【0028】また、上記ビタビ復号器8は、帰還信号を生成するためのデータD1と復号データD2とを1クロック毎に1チャンネルビット出力するものであり、該ビタビ復号器8は、図2に示すように、ACS (Add Compare Select) 回路部12とデータ復号部13とから構成される。

【0029】上記ACS回路12は、図3に示すように、ブランチメトリック演算器12aないし12eと、加算器12f…と、比較器12g…と、選択器12h…と、レジスタ12i…とから構成されている。

50 【0030】上記ブランチメトリック演算器12aないし12eは、入力値Xと波形レベル期待値1。ないし1

7

4 とに対する各ブランチメトリック（入力値と各期待値間のユークリッド距離の相対値）を計算して出力する。尚、上記ブランチメトリックの値は、それぞれ  $2X \cdot 1 - 1a^2$ （但し、 $n$ の値はブランチメトリック演算器12aないし12eのそれぞれに対し、0ないし4を適用）の式によって与えられる。比較器12g…は、入力  $A >$  入力  $B$  のとき“1”を出力Yから出力し、入力  $A \leq$  入力  $B$  のとき“0”を出力する。選択器12e…は入力  $S$  が“1”のとき入力  $A$  の値を出力Yから出力し、入力  $S$  が“0”のとき入力  $B$  の値を出力する。

【0031】このACS回路12は、計算されたブランチメトリックとレジスタ12i…に保持されている過去の生き残りパスのパスメトリック（生き残りパスを構成する各状態遷移のブランチメトリックの和）を加算器12f…により加算し、各ブランチのパスメトリックを計算する。次に、比較器12g…によって各パスメトリックの比較が行われ、比較結果に対応して選択器12h…により生き残りパスのパスメトリックが選択される。上記選択器12h…により選択されたパスメトリックは、レジスタ12i…に保存され、次の演算の際に生き残りパスのパスメトリックとして用いられる。また、比較器12gの出力は、それぞれパス選択信号  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ 、 $S_d$  として出力され、データ復号部13に入力される。

【0032】次に、データ復号部13の詳細について図4を用いて説明する。

【0033】データ復号部13は、パス選択信号  $S_a$  ないし  $S_d$  を入力  $S$  としてデータを選択する選択器131aないし131d、132aないし132d、133aないし133d、および134aないし134dと、レジスタ135aないし135d、136aないし136d、137aないし137d、および138aないし138dとが接続されたシフトレジスタにより構成されている。ここで、選択器131aないし131d、132aないし132d、133aないし133d、および134aないし134dは、入力  $S$  が“1”のとき入力  $A$  の値を出力Yから出力し、入力  $S$  が“0”のとき入力  $B$  の値を出力するものである。

【0034】このシフトレジスタは、上述のように、パス選択信号  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ 、 $S_d$  によりシフトされる方向が決められる。従って、シフトレジスタの初段では生き残りパスがどのような状態遷移であったかによって復号結果が選ばれ、次段以降は生き残ったパスの復号結果がコピーされることになる。このシフトレジスタの初段の選択器131aないし131dにおいては、選択器131aおよび131cには入力  $A \cdot B$  とともに“0”が入力され、選択器131bおよび131dには入力  $A \cdot B$  とともに“1”が入力される。しかしながら、上記シフトレジスタの段数、即ちパス長をある程度長く（例えば20段に）すると、最終段の4つのレジスタの値は同じ

8

値に収束する。つまり、過去に遡ると4つの生き残りパスは1つのパスに収束しているのである。従って最終段の138aないし138dのレジスタの中から任意のレジスタの出力が復号データD2として出力される。

【0035】一方、復号データD2を出力するパス長より短いパス長となる例えば10段目の137aないし137dのレジスタの中から任意のレジスタの出力を帰還用データD1として出力する。帰還用データD1はパス長が短いので、復号データD2よりも短い遅延時間で出力される。但し、帰還用データD1は、生き残りパスがまだ1つのパスに収束していない場合も起こり得るため、復号データD2よりもエラーレートは悪くなるが、帰還用信号の生成源としては十分である。

【0036】続いて、本実施の形態にかかるデータ再生装置の動作例を以下に説明する。

【0037】デジタル等化器7はトランスバーサルフィルタからなり、このデジタル等化器7によって1ビットの孤立再生波形を等化すると、理想的には図5のような波形となる。この波形の1サンプリング点毎（図5の矢印で示す1ビット分の間隔）の振幅比は、波形中央が2、その両側が1、その他が0のいわゆるPR（1，2，1）特性となる。従って、連続して記録されたデータの再生信号を等化すると、孤立再生波形の等化波形をサンプリング点毎にずらした波形の足し合わせになり、図6に示すようなアイパターンとなる。

【0038】サンプリング点毎の波形レベル値は理想的には  $1_0$ 、 $1_1$ 、 $1_2$ 、 $1_3$ 、 $1_4$ （但し、 $1_1 - 1_0 = 1_2 - 1_1 = 1_3 - 1_2 = 1_4 - 1_3$ ）の5つのレベルとなることが期待される。この場合における記録データと波形レベル値の期待値との関係は、図7に示すようなトレリス線図になる。図7において、矢印は状態の遷移を表し、“/”を挟んだ添え字は“/”の左側の0または1がその状態遷移に対応する記録データであり、“/”の右側が状態遷移が起きた時に理想的なPR（1，2，1）特性に等化された信号が取るべき波形レベル値の期待値（ $1_0$ 、 $1_1$ 、 $1_2$ 、 $1_3$ 、 $1_4$ のいずれか）である。

【0039】デジタル等化器7によりPR（1，2，1）特性に等化されたデータは、ビタビ復号器8に入力されてビタビ復号される。ビタビ復号動作は、図7のトレリス線図に従って行なわれ、サンプリング点におけるそれぞれのパスの期待値と実測サンプル値とのユークリッド距離を算出し、それに対応する1クロック前までの入力波形に対するユークリッド距離の総和を加算してそれぞれのパス毎の総和を求め、各状態への入力となる2つのパスのうちユークリッド距離の総和が小さい方を生き残りパスとして残す。

【0040】この時点では、最終的に4つの状態（図7に示す  $S_{00}$ 、 $S_{10}$ 、 $S_{01}$ 、 $S_{11}$  の状態）において、それぞれ1つのパスが存在している。この4つの生き残りパ

スでユークリッド距離の総和が小さいパスを最も確からしいパスとし、その一連のパスを一定サンプル前まで遡ってパスを決定し、そのパスから復号データを求める。ここで算出した生き残りパスのユークリッド距離の総和は、次のサンプリング点におけるユークリッド距離の総和の算出に使われる。この動作をサンプル毎に繰り返すことによってデータ復号が行われる。従って、復号データは一定サンプル遅れて出力される。このサンプル数（パス長）はある程度までは多い（長い）方が良好なエラーレートが得られる。

【0041】図8（a）ないし図8（d）は、低域成分を持つパターンを記録した時の上記データ再生装置の動作を説明するための信号波形の模式図である。尚、図8（c）と図8（d）については実際はデジタル値からなる信号であるが、説明の都合上、あえてアナログ波形に見なした（仮想的にD/A変換を施したような）表現をしている。

【0042】図8（a）に示すような記録パターン（時刻 $t_1$ までは“111000”の繰り返しパターン、時刻 $t_1$ 以降は“1110”の繰り返しパターン）の再生信号をHPF回路4に通して高域濾波すると図8（b）に示すような、時刻 $t_1$ 以降で記録パターンが持つ低域成分が失われた信号となる。この場合、時刻 $t_1$ 以降でビタビ復号における期待値と実測サンプル値が合わないため、このままでは正常にビタビ復号を行うことができない。

【0043】一方、ビタビ復号器8から出力されるデータD1は記録パターンをほぼ正確に再現しているので、この信号を上記HPF回路4と逆の周波数特性を持つデジタルLPF回路10に通して得られる信号（図8（c）に示す）は、図8（b）の信号で失われている低域成分に極めて近いものになる。よって加算器11によって再生信号（A/D変換器6の出力信号）とデジタルLPF回路10の出力信号（帰還信号）とを足し合わせた信号（図8（d）に示す）は、失われた低域成分を補償された再生信号となるので、期待値と実測サンプル値が合っており、ビタビ復号を正常に行うことができる。尚、帰還信号は入力再生信号に対して少しだけ遅延するが、この遅延時間が短ければ帰還異常状態に陥ることはない。

【0044】このように本実施の形態に係るデータ再生装置は、ビタビ復号器8が帰還データD1と復号データD2を別々に出力するようにし、更にデータD1を出力するパス長をデータD2を出力するパス長より短くしているので、本来のPRML検出の能力を損なわずに良好なエラーレートを実現しながら、同時に帰還信号の入力再生信号に対する遅延時間を短くして正確な低域補償を行うことを可能としている。

【0045】（実施の形態2）本発明の実施の他の形態について図9および図10に基づいて説明すれば、以下

の通りである。

【0046】復号データの符号化方式によって再生パターンに含まれる低域成分の特徴が異なる、即ち帰還信号の許容遅延時間が異なるので、ビタビ復号器において帰還データD1を出力するパス長を変化させるパス長制御手段を備える構成とすることによって、復号データの符号化方式の低域成分の特徴に合わせてパス長を変化させることもできる。

【0047】復号データの符号化方式として（1，7）RLLとEFMP1usの2種類が入力され得る場合の、データ再生装置の一部の構成を図9に示す。光ディスク1からA/D変換器6までの構成は上記実施の形態1と同様であるので省略している。また、図9において、加算器11、デジタル等化器7、およびLPF回路10も図1に示すデータ再生装置と同様の構成となっている。本実施の形態に係るデータ再生装置は、これに加えて、出力されるパス長の異なる2つの帰還データD1a、D1b（D1aのパス長>D1bのパス長）と、復号データD2とを出力するビタビ復号器14と、帰還データD1aとD1bの一方を選択して出力するスイッチ回路15と、スイッチ回路15に対してD1aとD1bのどちらを選択するかを指定するプロセッサ16とを備えている。尚、請求項に記載のパス長制御手段は上記スイッチ回路15およびプロセッサ16によって構成されている。

【0048】ビタビ復号器14はビタビ復号器8と同様にACS回路部とデータ復号部から構成されるが、ACS回路部はビタビ復号器8のものと同一のものでよい。上記データ復号部の構成を図10に示す。このデータ復号部のデータ復号動作と構成要素については、データ復号部13と同様なので説明は省略する。

【0049】図10に示す上記データ復号部と、ビタビ復号器8に備えられるデータ復号部13との相違は、帰還データとしてD1aとD1bの2つが出力されている点であり、これらを出力するレジスタの段数を変え、例えば、帰還データD1bは10段目のレジスタから、同じくデータD1aは15段目のレジスタから出力することで、2種類のパス長を持つ帰還データを出力できる。

【0050】プロセッサ16は、復号データの符号化方式が（1，7）RLLの場合はD1bを、EFMP1usの場合はD1aが選択されるようにスイッチ回路15を制御する。これは、（1，7）RLLにおいて最も多く低域成分を含むパターンは、EFMP1usにおいて最も多く低域成分を含むパターンに比べて、DSV値の絶対値の増加度が大きいので、許容できる帰還信号の遅延時間が、（1，7）RLLの方が短いからである。

【0051】尚、上記DSV値は、所定期間内の再生データについて、“1”を+1、“0”を-1として、該期間内の各ビットにおける上記値を加算することで求め



られる。上記DSV値は、正常な再生時にはほぼ0の値を示すが、帰還異常状態に陥って再生データのレベルが低下するとその絶対値が増加する。

【0052】以上のように、本実施の形態に係るデータ再生装置は、復号データの符号化方式によって帰選用データを出力するパス長を変化させることによって、各符号化方式に合わせて遅延時間を適切な長さとする事ができるため、より正確に低域成分の補償をすることができ

【0053】（実施の形態3）本発明の他の実施の一形態を図11ないし図13を用いて説明する。

【0054】図11は本実施の形態に係るデータ再生装置の一部を示す構成図であるが、光ディスク1からA/D変換器6までの構成は上記実施の形態1と同様であるので省略している。また、図11において、加算器11、デジタル等化器7、ビタビ復号器8、およびLPF回路10も上記実施の形態1と同様の構成を有している。本実施の形態に係るデータ再生装置は、これに加えて、LPF10の出力量を制御する信号量制御手段としての帰還量制御回路17、復号データD2のDSV値を計数するアップダウンカウンタ18、アップダウンカウンタ18からの入力（DSV値）が所定の範囲にあるかを判定するデジタルコンパレータ19とを備えている。尚、請求項記載のDSV計数手段は、上記アップダウンカウンタ18およびデジタルコンパレータ19により構成されている。

【0055】上記データ再生装置の動作について説明する。アップダウンカウンタ18は復号データD2を入力して、D2の指定チャンネルビット数前からのDSV値を計数して、計数したDSV値をデジタルコンパレータ19に出力する。デジタルコンパレータ19は、入力されたDSV値と所定の基準値とを比較し、該DSV値が所定の範囲を逸脱した時にDSV異常信号を帰還量制御回路17に出力する。帰還量制御回路17は、デジタルコンパレータ19からDSV異常信号を受信した時点で上記所定チャンネルビット数だけ前の時点、すなわち所定クロック時間だけ前の値に帰還信号量を設定し直し、その値を上記所定クロック時間だけ保持するように制御する。

【0056】本実施の形態では、復号データの符号化方式として（1，7）RL符号を仮定する。この場合、DSV値を計数する上記所定チャンネルビット数を9、上記所定の範囲を±7とすることによって、最長ラン長の制約を超えている、即ち異常な帰還信号が帰還され始めているということが容易に判断できる。

【0057】図12に帰還量制御回路17の詳細な構成図を示す。LPF10から入力される帰還信号が8ビットのデジタルデータであるとする、図12に示すように、上記帰還量制御回路17は、9個の8ビットシフトレジスタ17aないし17iと、出力切換器17jとか

ら構成される。LPF10からの帰還信号は、ビット毎にシフトレジスタ17aないし17iに振り分けて記憶される。帰還信号が1クロック分記憶される度に、シフトレジスタのデータは次のシフトレジスタにシフトされるので、これにより8クロック前までのデータが記憶されることになる（シフトレジスタ17aに最も新しいデータが、シフトレジスタ17iに最も古い8ビット前のデータが記憶される）。

【0058】出力切換器17jは、通常はシフトレジスタ17aに記憶される最も新しいデータを、スイッチ17kを介して加算器11に出力する（スイッチ17kは図12のa側）が、デジタルコンパレータ19からDSV異常信号が入力されると、その時点よりシフトレジスタ17iに記憶された最も古いデータを加算器11へ出力するようにスイッチ17kをb側に切り換える。更に後者の場合、DSV異常信号が入力されてから9クロック時間の期間、シフトレジスタ17hからシフトレジスタ17iにデータがシフトされないようにスイッチ17l…を制御することで、最も古いデータが9クロック時間の期間だけ保持されて加算器11に出力される。9クロック時間保持した後は、再びシフトレジスタ17aのデータが加算器11に出力され、かつシフトレジスタ17hからシフトレジスタ17iにデータがシフトされるように、スイッチ17kおよびスイッチ17lの切り換えを行う。

【0059】次に具体例を示す。図13は本実施の形態において低域成分を補償されてデジタル等化器7へ入力される信号を示す。t2の時点でノイズなどの原因により帰還信号が異常になり、適正值よりも大きな信号が帰還されている。やがて実測サンプル値が期待値からずれていき、ビタビ復号器の出力が1に偏るようになると、アップダウンカウンタ18で計数される9チャンネルビット分のDSV値はしだいに大きくなる。そして、t3の時点で上記DSV値が所定の範囲7を超えると、信号量制御回路17はLPF10の出力信号量を9クロック前の値に戻すので、帰還量が歯止めなく大きくなる前に適正な量に戻るようになる。

【0060】以上のように、本実施の形態に係るデータ再生装置は、外乱などの原因で帰還信号が異常状態になった場合においても、復号データのDSV値の変化から該異常状態を検出することができ、該検出に基づいて、帰還量が歯止めなく大きくなる前に適正な量に戻して異常状態からの復帰を実現することができる。

【0061】尚、本実施の形態に係るデータ再生装置が出力する帰選用データは、1種類のパス長に対応しているが、実施の形態2に示すように、帰選用データとして2種類以上のパス長に対応して帰選用データを出力する構成としてもよい。

【0062】（実施の形態4）本発明の他の実施の一形態を図14を用いて説明する。

13

【0063】上記実施の形態3に係るデータ再生装置は、復号データD2のDSV値の変化から帰還信号が異常状態にあることを検出して、帰還量制御回路17によってLPF10の出力信号量を制御しているが、本実施の形態に係るデータ再生装置は、アップダウンカウンタ18とデジタルコンパレータ19の代わりに、復号データD2が符号化方式のパターンに合致しているか否かを逐次監視する符号パターン監視手段を備え、復号データD2が符号パターンに合致しなくなった時点で帰還信号が異常状態にあると判断して、LPF10の出力信号量を異常状態前の値に戻すようにしている。

【0064】この場合のデータ再生装置の一部の構成を図14に示す。光ディスク1からA/D変換器6までの構成は実施の形態1に係るデータ再生装置と同様であるので省略している。図14において、加算器11、デジタル等化器7、ビタビ復号器8、LPF回路10、および帰還量制御回路17も実施の形態1に係るデータ再生装置と同様の構成である。本実施の形態に係るデータ再生装置は、これに加えて、(1, 7)RLLで符号化されたデータを復号する符号パターン監視手段としての(1, 7)RLL復号器20を有している。

【0065】上記(1, 7)RLL復号器20は、ビタビ復号器8から出力される復号データD2を入力して、これを(1, 7)RLL復号し、復号できない、即ち符号パターンに合致しないパターンが入力された時点で再生信号が異常状態にあると判断して、符号化則逸脱信号を出力する。符号化則逸脱信号を受信した時の帰還量制御回路17の動作は、上記実施の形態3に係るデータ再生装置の帰還量制御回路17において、DSV異常信号を受信した時の動作と同様である。

【0066】以上のように、本実施の形態に係るデータ再生装置は、外乱などの原因で帰還信号が異常状態になった場合においても、復号データが符号化方式のパターンに合致しなくなることから該異常状態を検出することができ、この検出に基づいて、帰還量が歯止めなく大きくなる前に適正な量に戻して異常状態からの復帰を実現することができる。

【0067】尚、本実施の形態に係るデータ再生装置が出力する帰還用データは、1種類のパス長に対応しているが、実施の形態2に示すように、帰還用データとして2種類以上のパス長に対応して帰還用データを出力する構成としてもよい。

【0068】また、上記各実施の形態においては、帰還信号の生成、加算にそれぞれデジタルLPF、デジタル加算器を使用したか、ビタビ復号器の出力をD/A変換した上で、それぞれアナログLPF、アナログ加算器を使用してもよい。

【0069】更に、上記各実施の形態においては、PRML検出方式としてPR(1, 2, 1)MLを用いて実施した例で説明したが、これに限定されるものではな

14

く、他のPRML検出方式を用いても本発明の効果が得られることは明白である。

【0070】更に、上記各実施の形態においては、光ディスク再生装置に適用した場合について説明したが、直流成分の伝送が不可能な通信系や磁気記録再生系に適用しても本発明の効果が得られることは明白である。

【0071】

【発明の効果】請求項1の発明のデータ再生装置は、以上のように、再生信号の低域成分をカットする第1のフィルタ手段と、上記第1のフィルタ手段とは逆の周波数特性を有し、ビタビ復号手段から出力される帰還用データから、上記第1のフィルタ手段によりカットされた再生信号の低域成分を抽出する第2のフィルタ手段と、上記第1のフィルタ手段より出力される信号と、第2のフィルタ手段より出力される信号とを加算して得られる信号をビタビ復号すると共に、復号データと帰還用データとを出力するビタビ復号手段とを備え、上記ビタビ復号手段は、復号データを出力するパス長より短いパス長で帰還用データを出力する構成である。

【0072】それゆえ、上記ビタビ復号手段は、復号データとは別に、第1のフィルタ手段によってカットされたデータの低域成分を補償するための帰還用データを出力し、帰還用データを出力するパス長が復号データを出力するパス長よりも短い構成とすることによって、本来のPRML検出の能力を損なわずに復号データの良好なエラーレートを実現しながら、同時に帰還信号の入力再生信号に対する遅延時間を短くして正確な低減補償を行うことができるという効果を奏する。

【0073】請求項2の発明のデータ再生装置は、以上のように、請求項1の構成に加えて、上記ビタビ復号手段から上記帰還用データを出力するパス長を上記再生信号の符号化方式に応じて変化させるパス長制御手段を備えている構成である。

【0074】それゆえ、請求項1の構成による効果に加えて、復号データの符号化方式によって帰還用データを出力するパス長を変化させることによって、各符号化方式に合わせて遅延時間を適切な長さとすることができるため、より正確に低域成分の補償をすることができるという効果を奏する。

【0075】請求項3の発明のデータ再生装置は、以上のように、請求項1または2の構成に加えて、上記復号データのDSV値を逐次求め、該DSV値が予め設定された所定値を超えた時に、これを検出するDSV計数手段と、上記第2のフィルタ手段の出力信号量を制御する信号量制御手段とを備え、上記信号量制御手段は、上記DSV計数手段がDSV値が所定値を超えたことを検出した時点で、第2のフィルタ手段の出力信号量を変化させる構成である。

【0076】それゆえ、請求項1または2の構成による効果に加えて、外乱などの原因で帰還信号が異常状態に

16

\* ビ復号器の動作を表すトレリス線図である。

【図8】図1に示すデータ再生装置の動作における各信号波形を示すタイミングチャートである。

【図 9】本発明の他の実施形態を示すデータ再生装置の構成の一部を示すブロック図である。

【図 10】上記データ再生装置のデータ復号部の構成を示す回路図である。

【図 11】本発明のさらに他の実施形態を示すデータ再生装置の構成の一部を示すブロック図である。

【図 12】上記データ再生装置の帰還量制御回路の構成を示す回路図である。

【図 13】上記データ再生装置の動作における加算器の出力信号波形を示す説明図である。

【図 14】本発明のさらに他の実施形態を示すデータ再生装置の構成の一部を示すブロック図である。

【図15】従来のデータ再生装置の構成を示すブロック図である。

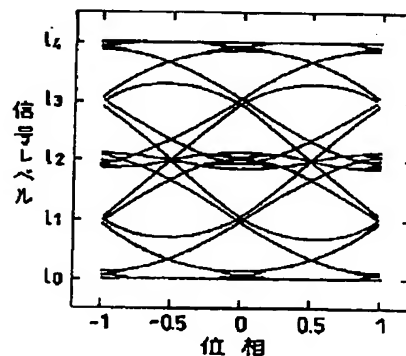
【図16】量子化帰還法を適用した従来のデータ再生装置の構成を示すブロック図である。

【図 17】量子化帰還法を適用した従来のデータ再生装置の動作における各信号波形を示すタイミングチャートである。

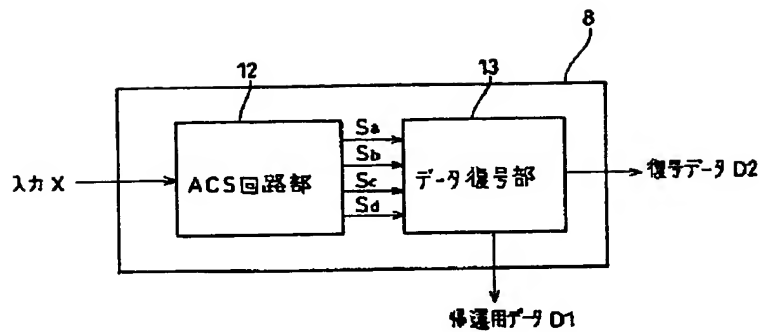
【符号の説明】

- 4 HPF回路(第1のフィルタ手段)  
7 デジタル等化器  
8 ビタビ復号器(ビタビ復号手段)  
10 LPF回路(第2のフィルタ手段)  
15 スイッチ回路(パス長制御手段)  
16 プロセッサ(パス長制御手段)  
17 帰還量制御回路(信号量制御手段)  
18 アップダウンカウンタ(DSV計数手段)  
19 デジタルコンパレータ(DSV計数手段)  
20 (1, 7) RLL復号器(符号パターン監視手段)

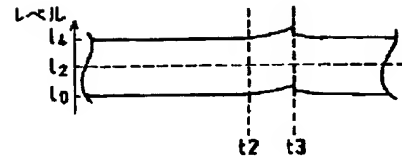
【图6】



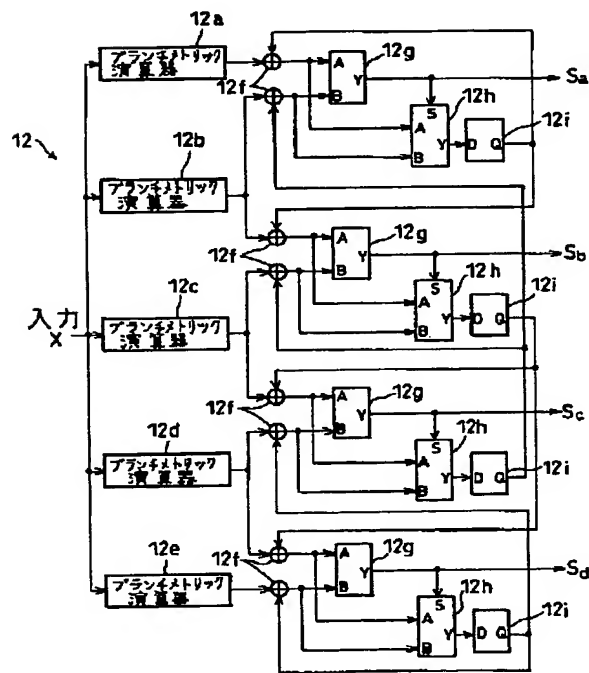
【図2】



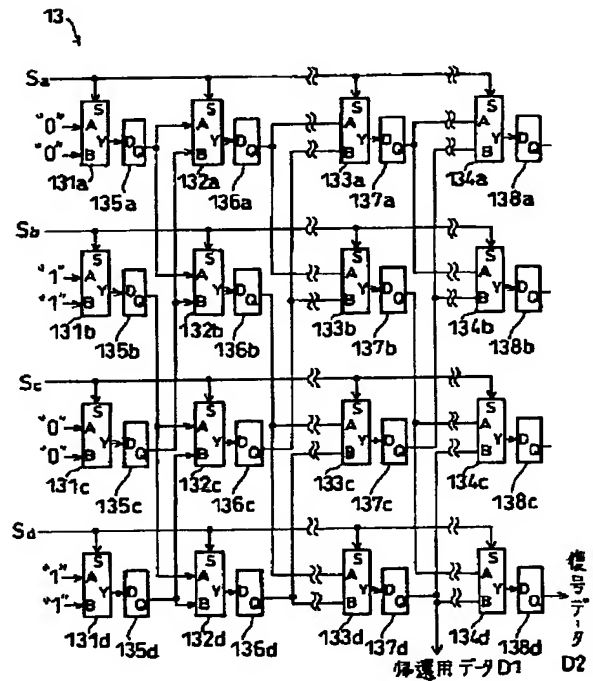
【図13】



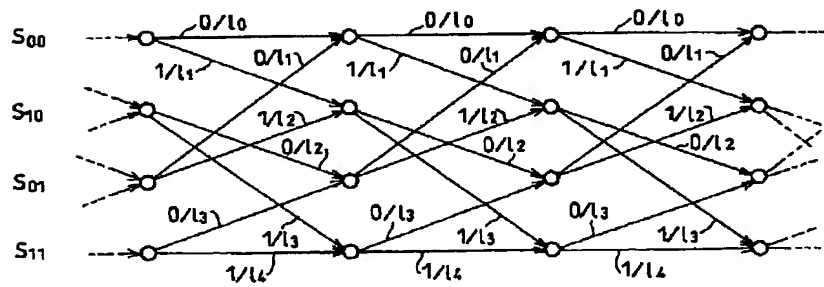
【図3】



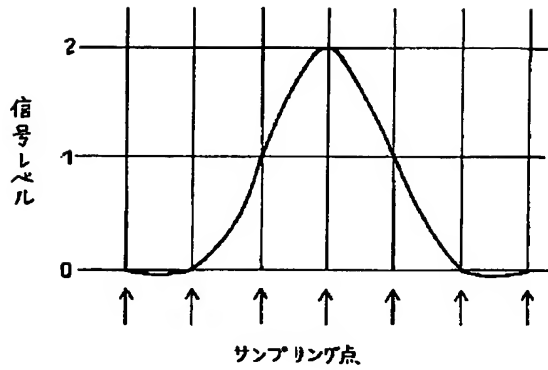
【図4】



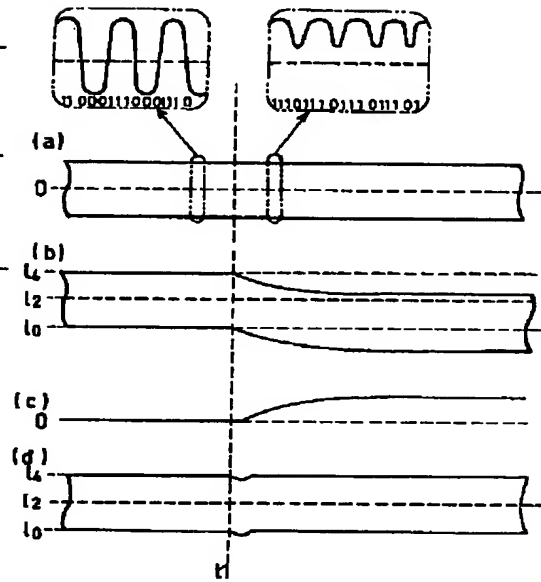
【図7】



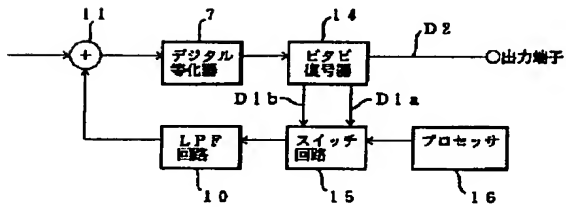
【図5】



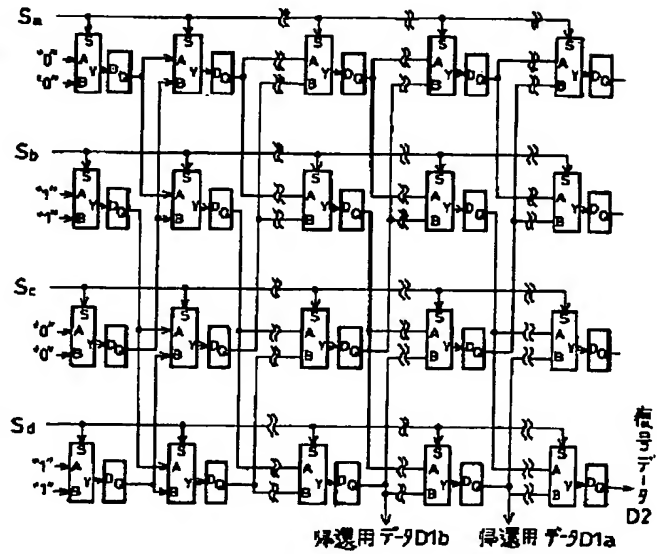
【図8】



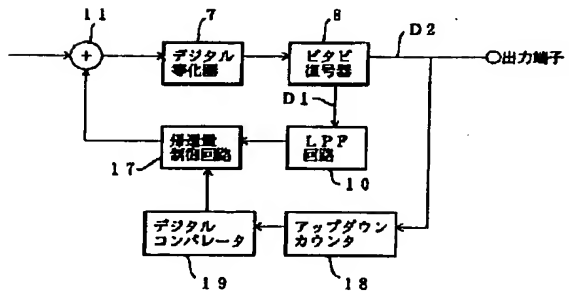
【図9】



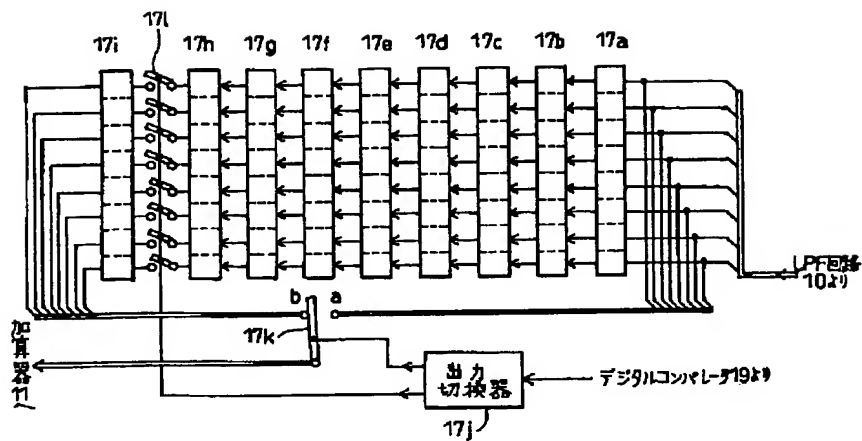
【図10】



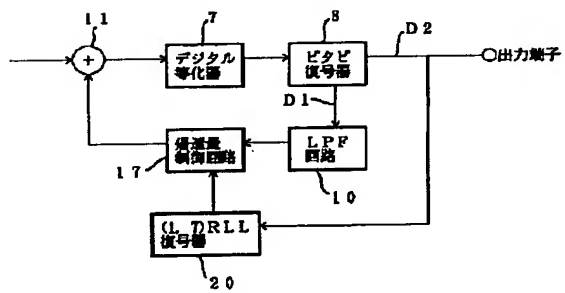
【図11】



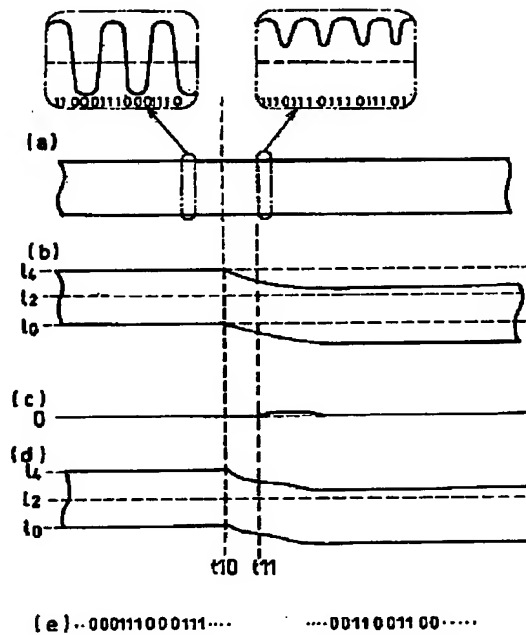
【图 12】



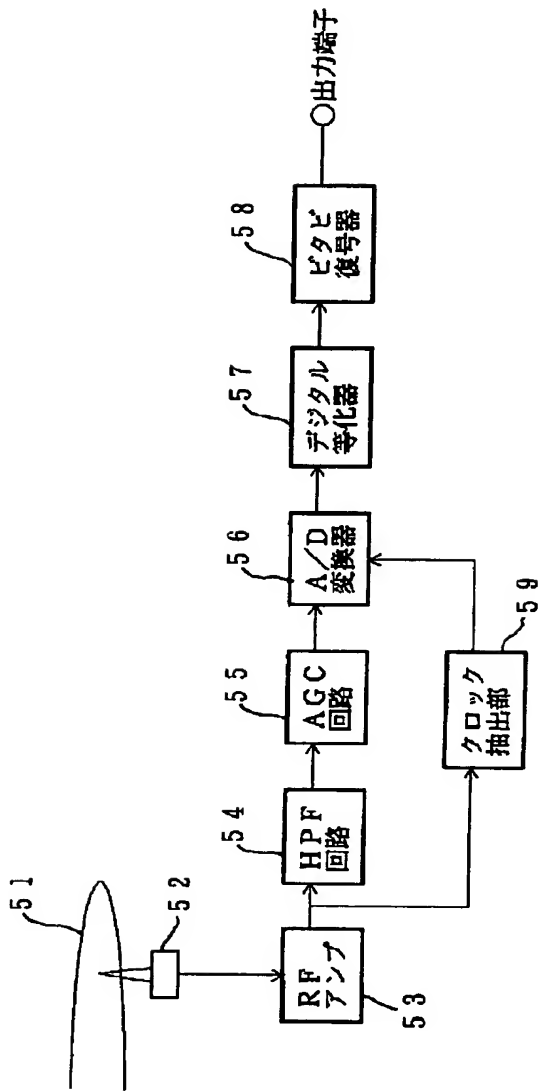
【图 1-4】



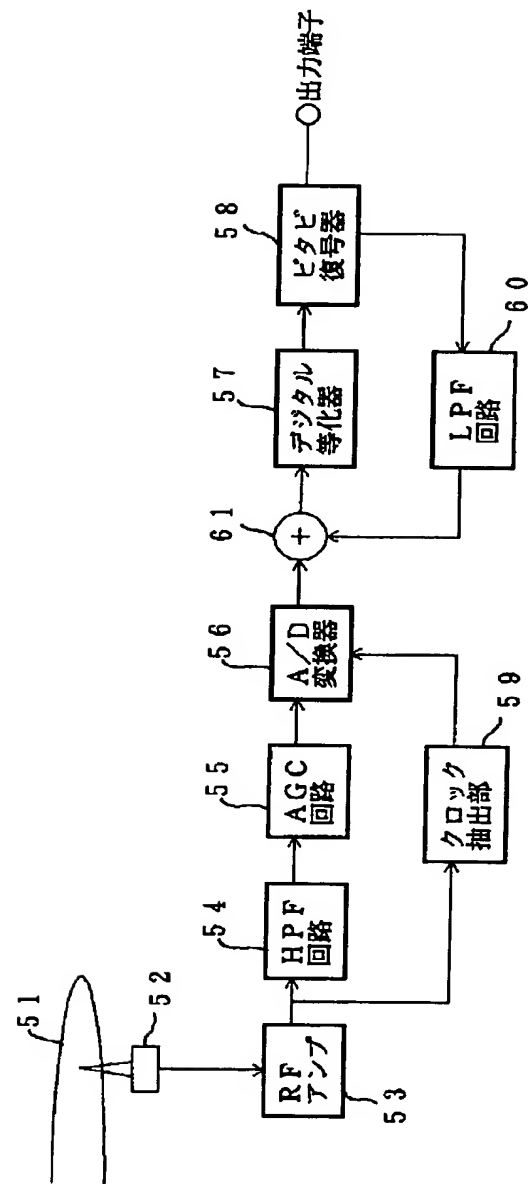
【图 1 7】



【図15】



【図16】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 6

H03M 13/12

H04L 25/497

識別記号

F I

H03M 13/12

H04L 25/497

